

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 05-347736

(43)Date of publication of application : 27.12.1993

(51)Int.Cl.

H04N 5/46

H04N 5/44

H04N 9/00

(21)Application number : 04-153475

(71)Applicant : TOSHIBA CORP
TOSHIBA AVE CORP

(22)Date of filing : 12.06.1992

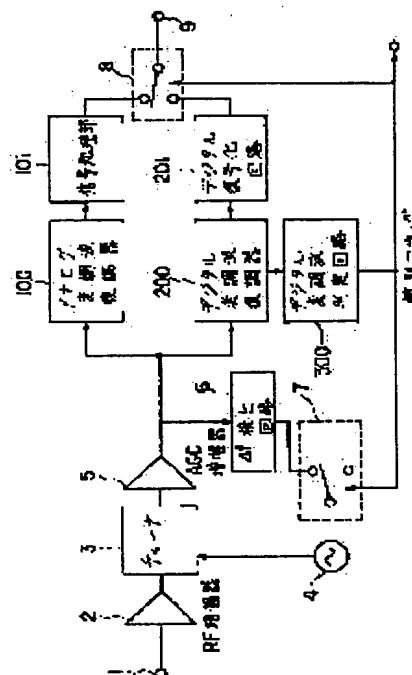
(72)Inventor : ISHIKAWA TATSUYA
TAGA NOBORU

(54) RECEIVER DEVICE FOR MULTI-SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve the handling performance of a receiver device together with reduction of its cost by deciding automatically the modulated wave under broadcasting among those mixed analog and digital modulated waves and demodulating properly the decided modulated wave.

CONSTITUTION: The IF signals are acquired through an RF amplifier 2, a tuner 3 and a local oscillator 4, and the gains of the IF signals are controlled by an AGC amplifier 5. These IF signals are inputted to a frequency error (Δf) detecting circuit 6, an analog modulated wave demodulator 100 and a digital modulated wave demodulator 200 respectively. The circuit 6 detects the frequency error (frequency error information) of the IF signals and applies the frequency control signal to the oscillator 4 via a switch 4 (only when the analog modulated signal is received). A digital modulated wave deciding circuit 300 decides whether the signal of the demodulator 200 is normal or not. If so, the received signal is decided as a digital modulated wave and a switch 7 is turned off together with a switch 8 is turned toward a digital decoding circuit 201. Otherwise the switch 7 is turned on and the switch 8 is turned toward a signal processing part 101.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.07.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-347736

(43)公開日 平成5年(1993)12月27日

(51)Int.Cl. ⁵	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 N	5/46			
	5/44	Z		
	9/00	B 7337-5C		

審査請求 未請求 請求項の数9(全 22 頁)

(21)出願番号 特願平4-153475

(22)出願日 平成4年(1992)6月12日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(71)出願人 000221029

東芝エー・ピー・イー株式会社

東京都港区新橋3丁目3番9号

(72)発明者 石川 達也

神奈川県横浜市磯子区新杉田町8番地 株式会社東芝映像メディア技術研究所内

(72)発明者 多賀 昇

東京都港区新橋3丁目3番9号 東芝エー・ピー・イー株式会社内

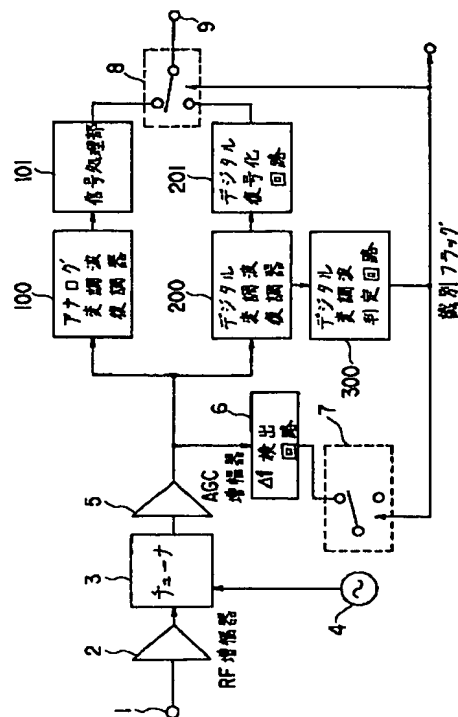
(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

(54)【発明の名称】 多方式対応の受信装置

(57)【要約】

【目的】 アナログ変調波とデジタル変調波が混在する中でどの変調波が放送されているかを自動判定し適切な復調を行い使い勝手の向上、低価格を得る。

【構成】 RF増幅器2、チューナ3、局部発振器4でIF信号を得、AGC増幅器5で利得制御する。IF信号は、周波数誤差(Δf)検出回路6、アナログ変調波復調器100及びデジタル変調波復調器200に入力される。 Δf 検出回路6はIF信号の周波数ずれ(周波数誤差情報)を検出しスイッチ4を介して局部発振器4に周波数制御信号として与える(アナログ変調信号受信時のみ)。デジタル変調波判定回路300は、デジタル変調波復調器200の信号が正常か否かを判定し、正常であれば受信信号はデジタル変調波と判定し、スイッチ7をオフ、スイッチ8をデジタル復号化回路201側に制御する。これ以外の場合は、スイッチ7をオンし、スイッチ8を信号処理部101側に制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 アナログ変調波とデジタル変調波が混在する雰囲気の高周波信号を受信する受信装置において、前記高周波信号のチャンネル選択を行い選択された高周波信号を中間周波に変換してを導入する中間周波導入手段と、

前記中間周波が供給され、複数の変調方式の変調波をそれぞれ処理することができる復調処理手段と、この復調処理手段のデジタル変調波の復調部の出力として現れるべき信号を用いて、アナログ変調波とデジタル変調波のどちらが伝送されているのかを判定し、その変調方式に適切な復調処理モードに前記復調処理手段を切り換えると共に、適切な復調出力を選択して出力する制御手段とを備えたことを特徴とする多方式対応の受信装置。

【請求項2】 デジタル変調波の復調部出力に現れるべき信号として、予めデジタル信号内に多重される同期語を用いることを特徴とする請求項1記載の多方式対応の受信装置。

【請求項3】 デジタル変調波の前記復調部出力に現れるべき信号として、予めそのデジタル信号に施されている伝送路符号化データを復号化する復号化処理部において、伝送誤り状態を示す情報を用いることを特徴とする請求項1記載の多方式対応の受信装置。

【請求項4】 デジタル変調波の復調部出力に現れるべき信号として、同期検波用の搬送波再生回路の動作状態の情報を用いることを特徴とする請求項1記載の多方式対応の受信装置。

【請求項5】 前記中間周波導入手段は、受信アンテナ、高周波増幅回路、周波数変換回路、中間周波増幅回路及び選局回路が各変調波のために共用されていることを特徴とする請求項1記載の多方式対応の受信装置。

【請求項6】 前記アナログ変調波はVSB-AM波であり、デジタル変調波はQAM波であることを特徴とする請求項5記載の多方式対応の受信装置。

【請求項7】 入力中間周波を複素ベースバンド信号に変換する周波数変換手段と、この手段の出力が前記VSB-AM波であるとき複素ナイキストフィルタでスペクトル整形を行いVSB-AM同期検波し、前記周波数変換手段の出力が前記QAM波であるときは規定のスペクトル整形を行い直交同期検波しデータ判定する手段を具備したことを特徴とする請求項6記載の多方式対応の受信装置。

【請求項8】 前記アナログ変調波はFM波であり、デジタル変調波はQPSK波であることを特徴とする請求項5記載の多方式対応の受信装置。

【請求項9】 前記中間周波を直交検波し複素ベースバンド信号に変換した後、該複素信号の位相を求めることにより位相変調の復調を行い、該位相復調出力の時間差分演算で周波数変調の復調を行うことを特徴とする請求

項8記載の多方式対応の受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、映像信号または音声信号が地上電波またはケーブルTV伝送によりアナログ変調方式あるいはデジタル変調方式で伝送された場合に、この信号を適応的に受信することができ、または衛星通信及び衛星放送によりアナログ変調方式あるいはデジタル変調方式で伝送された場合にこの信号を適応的に受信することができる多方式対応の受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 映像信号または音声信号を地上波またはケーブルで伝送するシステムにおいては、アナログの残留側帯振幅変調（以下単にVSB-AM変調という）が多く用いられている。特に地上放送においては、このVSB-AM変調のみが用いられている。この理由は、従来の技術ではこの変調方式の周波数利用効率が最も優れているからである。

【0003】 VSB-AM変調方式及びその受信装置については、例えば「カラーテレビ技術」（オーム社）等に詳しく述べられている。この装置の主な特徴は、以下の通りである。

【0004】 1) 搬送波付近の周波数スペクトルを残した残留側帯伝送である。故に、全帯域で平坦な復調出力を得るためには、搬送周波数に対して対象なスロープを有するナイキストフィルタでスペクトル整形しなければならない。2) この復調出力は、エンベロープ検波等でも可能であるが復調時の歪みを生じないためには同期検波が必要である。

【0005】 図11には、従来のVSB-AM変調の受信機のブロックを示している。入力信号は、RF増幅器801で増幅された後、チューナ802で選局され、中間周波数帯の信号（IFに信号）として出力される。IF信号は、自動利得制御回路（以下AGC）803、ナイキストフィルタ807を経て分岐される。この分岐出力の一方は、PLL等による搬送波再生回路808で搬送波再生が行われ、分岐された他方の信号とミキサ809で乗算される。狭帯域の再生特性での再生搬送波で検波する復調方式は同期検波であり、単に振幅変調の包絡線を検波するものに比べて原理的に復調歪みを生じない利点がある。復調出力は、低域通過フィルタ（LPF）810で高調波成分及び雑音が除去されて出力端子811に出力される。

【0006】 チューナ回路802は、例えば周波数シンセサイザ等を用いて安定な局部発振周波数を得ることが可能であるが、一般に入力信号の周波数自体が安定ではないので周波数離調が生じるおそれがある。例えば、VTRに内挿されている安価なRFモジュレータの周波数は必ずしも安定ではないので、図に示したように一般的な受信機のチューナには、周波数誤差（ Δf ）検出回路

804を有する自動周波数制御（以下AFCという）ループが設けられており、ナイキストフィルタ前で周波数離調分が抑圧されるようになっている。 Δf 検出回路804から得られる周波数誤差信号は、局部発振器805の周波数制御端子に供給されている。

【0007】ところで近年、デジタル映像または音声信号を高効率符号化した後、直接デジタル変調して従来のアナログ変調と同一の伝送帯域幅でデジタル伝送する地上及びケーブル伝送が提案されている。このような方式は、上記アナログ変調方式に比べてより多くの情報が伝送できたり、伝送雑音に影響されない等の特徴があり、将来広く普及していくものと考えられる。

【0008】上記デジタル放送に用いられるデジタル変調方式としては、通信分野で広く用いられている直交振幅変調（以下QAMという）方式が最も一般的な変調方式として考えられる。QAMにはその多値化にともない16QAM、32QAMまたは64QAM及び256QAM等が提案され、実用化されている。

【0009】この変調方式の復調装置は、従来からもデジタルマイクロ波回線に多く実用化されており、例えば電子通信学会論文（1985/3, VOL. J68-B N0.3）の松江他「モード切替機能を有する16QAM搬送波再生回路の構成と特性」に見られる。

【0010】図12は、従来の一般的な多値QAM復調器を示している。入力端子830に入力されたQAM変調波は、RF増幅器831、チューナ832、局部発振器833、AGC増幅器834などにより上述の例と同様に増幅、選局されてIF信号とされる。IF信号は、直交検波器835内で分配されて同相検波部836及び直交検波部837へ供給される。各検波部へ与えられる局部発振信号（以下局発）は、局部発振器838の局発を0度位相の局発として同相検波部836に与え、90度位相の局発として90°移相器839を介して直交検波部837に与えるようにしている。検波部837、836の出力は、それぞれさらに同一の周波数伝達特性を有する低域通過フィルタ（LPF）841及び842にそれぞれ入力され、スペクトル整形される。これらのフィルタ841、842は、デジタルデータ伝送における符号間干渉防止に要求される伝送特性を形成するフィルタであり、送受の特性でいわゆるロールオフ特性となるように設計されることが多い。故に、フィルタ841、842の出力では、各検波出力はアイ開口率が充分大きくされ、A/D変換器843、844でこのアイ中心タイミングでデジタル値に変換される。デジタル化された復調出力は、同相軸及び直交軸上のシンボル振幅であるから、これからデータ識別回路845は各シンボルを識別することができる。

【0011】なお、アイ開口の中心タイミングのクロックは、クロック再生回路846で作られる。また、データ識別回路845において同相軸及び直交軸上のシンボ

ル振幅から伝送シンボルの位相を検出し、これを搬送波再生回路（PLL回路）の位相誤差信号とし、これをループフィルタ847及びD/A変換器848を経て局発838にフィードバックすることにより入力と再生搬送波の位相同期を達成している。

【0012】ここで、図11でいうアナログ変調波と、図12でいうデジタル変調波に共用できる受信機を想定してみると、図13のような構成が考えられる。IF信号までは、前述の例（例えば図11）と同じであるので説明は省略する。IF信号は、アナログ変調波復調部851とデジタル変調波復調部852に入力される。そして各復調部851と852で適切な信号処理を受けて、その出力は、それぞれ信号処理回路853、デジタル復号化部854に入力される。信号処理回路853、デジタル復号化部854の出力は、スイッチ855に入力され、適切な信号が選択されて出力端子856に導出される。このスイッチ856の切り換えは、操作者が操作部から端子857を介して切り換え信号を与えることにより達成される。

【0013】従来、例えばVSB-AM変調（アナログ変調）と例えばQAM変調（デジタル変調）は独立した伝送システムでそれぞれ用いられており、これらが混在するような伝送または放送は存在しなかった。しかし、前述のように近年のデジタル伝送技術の進展により、従来アナログ変調方式であるVSB-AM変調が用いられていた伝送または放送システムにおいても、デジタル変調であるQAM変調を用いることが可能となっている。この結果、デジタル伝送が普及するにつれて両方の変調方式が混在する状況が予想され、受信機は両方の変調方式に対応したものが要求される。

【0014】しかしながら、上述した構成例では、復調装置が独立であり、受信者は、予めどちらの変調方式で信号が伝送または放送されているかを知り、適当な復調器を選択しなければならない。受信者にとっては変調方式がなんであるかは重要ではなく、受信者にこの選択を強いるのは普及の妨げになる。

【0015】上記アナログ復調装置とデジタル復調装置を一体化しようとする、異なる装置を用意することになり、これらの変調方式が混在して伝送または放送されるような場合には、両方の復調装置を用意しなければならない（受信機のアンテナ及び高周波増幅器、周波数変換器等はどちらの変調方式を用いても共用できるが、復調器は共用できない）。故に、装置の低廉化に課題がある。

【0016】一方、映像信号または音声信号を衛星伝送するシステムにおいては、アナログ周波数変調（以下単にFM変調とする）が多く用いられている。特に、衛星放送においてはこのFM変調が一般的であり、国内及び海外のほとんどの放送において用いられている。これは、FM変調は振幅変調等と比べてその復調後のS/N

特性が優れているためである。

【0017】FM復調装置の従来例は、伊藤祐弥、藤井章の共著「わかりやすいFM技術」産報出版（1968）に詳しく記述されている。代表的なものは複同調回路及びPLL（位相同期ループ）であり、現在市販されている多くのFM復調回路はPLL回路を採用している。

【0018】図14は、PLL回路を用いたFM復調回路の従来例である。この図では説明を簡単にするために簡略化して示している。図において、検波を容易にするために周波数変換器901で中間周波数帯に変換されたFM波は、位相検波器902へ入力される。位相検波器902は、後述の電圧制御発振器903の出力と入力FM変調波の乗算を行い、この結果をループフィルタ904へ出力する。ループフィルタ904は、位相検波出力の高次高調波成分を除去すると同時に、不要な雑音成分を除去する。ループフィルタ904の出力は、電圧制御発振器903の周波数制御入力端子に供給され、PLLが構成される。PLLが正常に動作している状態では、ループフィルタ904の出力、即ち電圧制御発振器903の入力は入力FM波の瞬時周波数に追従して変化する。故に、この信号を取り出せば、FM復調出力が得られる。

【0019】なお、一般的に存在する伝送系の周波数離調を補償するために、自動周波数制御（AFC）が用いられる。FM変調におけるAFCは、例えばFM波の平均周波数が規定の周波数となるように送信されている場合、受信側ではやはりFM波の平均周波数を求め、これが規定値からずれていれば、周波数変換器（例えば上記901）の局部発振周波数を制御して、その出力が規定の平均周波数を有するように行われる。

【0020】ところで近年、デジタル映像または音声信号を直接デジタル変調し、デジタル伝送する衛星通信または衛星放送が提案されている。この方式は、上記FMに比べて、伝送雑音に影響されないなどの特徴があり、将来広く普及していくものと考えられる。

【0021】上記のデジタル衛星放送に用いられるデジタル変調としては、通信分野で広く用いられる4相位相変調（または4相位相シフトキーイング、以下QPSKとする）が、最も一般的な変調方式として考えられる。この変調方式における復調装置は、従来からも多く実用化されており、例えば電子情報通信学会秋期全国大会（1990）の八木他「衛星通信用デジタル復調LSIの開発」に見られる。図15は従来のQPSK復調装置を示しており、集積回路化及び性能向上を図ってデジタル回路でこれを実現したものである。

【0022】入力端子921からのQPSK変調波は、分配されて同相検波器922及び直交検波器923へ供給される。検波器922及び923へ与えられる局部発振信号（以下局発という）は、固定周波数の局部発振器

925の局発が分配器924で分配され0度位相及び90度位相の局部発振信号とされたものである。検波器922、923の各検波出力は、それぞれアナログデジタル（A/D）変換器926、927へ入力され、デジタル値に変換される。さらにデジタル化された検波出力は、複素乗算器928に入力される。複素乗算器928には、一方で後述のサイン変換回路、コサイン変換回路からsin及びcos特性の信号が入力されており、複素乗算された結果が得られる。複素乗算器928は、中間周波数帯における周波数変換器、即ちミキサと全く同じ動作をベースバンドで実現できる。この結果は、同一の周波数特性を有するデジタル低域通過フィルタ931、932に入力されスペクトル整形される。デジタル低域通過フィルタ931、932は、デジタルデータ伝送における符号間干渉防止に要求される伝達特性を形成するフィルタであり、一般に送信側のフィルタ特性と組み合わせられたとき、いわゆるロールオフ特性が得られるように設計されている。故に、デジタル低域通過フィルタ931、932の出力において、各検波出力はアイ開口率が充分大きくなるようにスペクトル整形される。

【0023】デジタル低域通過フィルタ931、932の出力は、分岐されて、一方はクロック再生回路933に入力され、他方は位相検波器934に入力され基準位相との位相差が検出される。位相検波器934の検波出力（位相差情報）は、データ判定回路935に入力される。このデータ判定回路935は、位相差情報からQPSKデータを判定し、即ち復調して出力する。

【0024】位相検波器934からの位相差情報は、同期検波用搬送波再生のためにループフィルタ936を介して数値制御発振器（NCO）937の周波数制御端子へ入力される。数値制御発振器937は、オーバーフローを禁止しない累積加算回路であり、周波数制御端子に入力される信号の値に応じてそのダイナミックレンジまで加算動作を行うため、発振状態となりその発振周波数は制御信号の値で変化される。この数値制御発振器937の出力は、2つに分配されてそれぞれサイン変換回路938及びコサイン変換回路939に供給される。この変換回路938、939の出力が、先の複素乗算器928に入力される。ここに形成された一巡のループは、完全デジタル構成のPLLである。上記した復調装置は、伝送系の周波数離調を考慮していないので、このような離調が存在する場合、別途AFC回路が必要である。

【0025】従来、FM変調（アナログ変調）とQPSK変調（デジタル変調）は、独立の伝送システムでそれぞれ用いられており、これらが混在するような伝送または放送は存在しなかった。しかし、前述のように近年のデジタル伝送技術の進展により、従来アナログ変調方式であるFMが用いられた伝送及び放送システムにおいても、デジタル変調であるQPSK変調が用いられることが可能となっている。この結果、将来は両方の変調方式

が混在する状況が予想される。しかし上記した両方の変調方式が混在する場合も、以下のような2つの課題が生じる。

【0026】1) それぞれの復調装置が独立であると、受信者は予めどちらの変調方式で伝送または放送されているかを知り、適当な復調器を選択しなければならない。受信者にとって見れば変調方式が何であるかは、重要ではなく受信者にこの選択を強いるのは普及の妨げになる。2) 上記FM復調装置とQPSK復調装置は、上記のように独立した装置でありこれらの変調方式が混在して伝送または放送されるような場合には、両方の復調装置を用意しなければならない。

【0027】

【発明が解決しようとする課題】上記したように地上及びケーブル伝送において、VSB-AM変調（アナログ変調）と例えばQAM変調（デジタル変調）の信号が混在するような場合には、ユーザは、受信中の信号がどのような変調方式であるのかを予め知る必要があり、装置の切り換え操作が必要となり、使い勝手の上で問題がある。また、各変調方式の信号に適応する独立した復調装置を複数用意すると、装置全体が非常に大型化し、また高価となってしまふ。

【0028】同様に、衛星通信及び衛星放送において、FM変調とQPSK変調による信号が混在するような場合も両方の復調装置を用意しなければならない。このような場合ユーザは、受信中の信号がどのような変調方式であるのかを予め知る必要があり、装置の切り換え操作が必要となり、使い勝手の上で問題がある。さらにまた、異なる方式の変調波をそれぞれ受信できる装置を、単純に組み合わせた形で実現すると、非常に高価なものとなり低廉価が要求される。

【0029】そこでこの発明は、(A1) 地上TV放送またはケーブル伝送において、アナログ変調とデジタル変調が混在する場合にも、両方の信号を自動的に判定して受信することができ使い勝手が良く、かつ(A2) 低廉価を得ることができる受信装置を提供することを目的とする。

【0030】またこの発明は、(B1) 衛星伝送または衛星放送において、FM波とQPSK波が混在する場合にも、両方の信号を自動的に判定して受信することができ、しかも使い勝手が良く、かつ(B2) 低廉価を得ることができる受信装置を提供することを目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】この発明は、課題(A1)、(B1)に対して、(C1) デジタル変調方式の信号受信時に復調出力もしくは搬送波再生用の位相ロックループ等に現れる特有の情報を検出する手段と、この検出手段の出力情報の内容に基づいて受信信号の変調方式に適合した復調手段を自動的に選択切り換える手段とを備えるものである。

【0032】またこの発明は、課題(A2)に対して、(C2) 入力変調波をベースバンド帯の周波数に変換すべく同期直交検波する周波数変換手段と、この手段の検波出力である複素ベースバンドの信号をそれぞれの変調方式に応じたスペクトル整形を行う複素フィルタ手段と、この複素フィルタ手段の出力に再生搬送波を乗算することにより信号再生する複素乗算手段とを備える。

【0033】さらにこの発明は、課題(B2)に対して、(C3) 入力変調波を局部発振器出力で直交同期検波する直交同期検波手段と、この直交同期検波手段の検波出力の規定位相との位相差を検出する位相検波手段と、前記位相差出力を入力とする第1のループフィルタ手段と、前記第1のループフィルタ手段の出力を周波数制御入力として前記局部発振器に与える手段と、前記位相差出力から周波数検出を行う周波数検波手段と、この周波数検波手段の周波数検出出力を入力とする第2のループフィルタ手段と、この第2のループフィルタ手段の出力で前記位相検波手段に入力する信号の周波数離調を抑圧する手段と、前記周波数検出出力からFM復調出力を得る手段と、前記位相検出出力からデジタル変調データを検出する手段と、前記デジタル変調波とFM波のどちらが前記直交同期検波手段に入力されているかを判定する手段とを備える。

【0034】

【作用】上記の手段(C1)により、変調方式の応じて、装置の復調処理モードが自動的に切り替わり、使い勝手が良い。

【0035】また、上記手段(C2)により信号再生部の前段に複素フィルタ手段を設けているために、VSB-AM波処理時にはナイキストフィルタ特性を得、QAM変調波処理時には送受信側でルート配分されたロールオフ特性を実現でき、入力変調波に適応したフィルタ特性を得ることができ、その後の再生信号に歪みや、ビット誤り率の劣化を生じることがなく、各変調方式に対して複素乗算手段までを共有化できる。

【0036】さらに複素フィルタの前段では、AFCLループに組み込まれた発振手段からの発振信号を用いる周波数変換手段が作用しているために、スペクトル整形の前に予め信号と各フィルタの周波数ずれを除去できるようになっており、自動的に入力信号の周波数ずれが抑圧され、スペクトル整形が各変調波に適合したものとなり上記共有化の実現性を助長できる。

【0037】さらに上記手段(C3)により、デジタル変調波の復調のための位相検波出力から、さらに周波数検出を行い、その周波数検出出力からFM波の復調出力を得るので、デジタル変調波とFM変調波のそれぞれの変調方式に応じて共通部分を多数有する装置を得ることができる。

【0038】

【実施例】以下、この発明の実施例を図面を参照して説

明する。

【0039】図1はこの発明の一実施例である。入力端子1には、高周波信号(RF信号)が導入され、RF増幅器2により増幅されてチューナ3に供給される。チューナ3では、局部発振器4からの発振信号を用いてチャンネル選択がなされ、チューナ3から出力された中間周波信号(IF信号)は、自動利得制御(AGC)増幅器5で利得制御される。AGC増幅器5から出力されたIF信号は、周波数誤差(Δf)検出回路6に入力されると共に、アナログ変調波復調器100及びデジタル変調波復調器200に入力される。

【0040】周波数誤差(Δf)検出回路6は、IF信号の周波数ずれを検出する。この周波数誤差情報は、スイッチを介して局部発振器4の発振周波数制御信号として用いられ、IF信号の安定化を図っている。このように局部発振器4の周波数制御を行うのは、アナログ変調信号受信時のみ有効であり、アナログ変調信号受信時には、スイッチ7がオンしてループが形成される。これは、アナログ変調信号入力としては、VTRのRFモジュレータ出力のように周波数安定度が悪いものもあるからである。この種の周波数制御は、一般の受像機においても行われている。アナログ変調波復調器100の出力は、信号処理部101で処理されスイッチ8の一方に供給され、デジタル変調波復調器200の出力は、デジタル復号化回路201で復号処理されてスイッチ8の他方に供給される。スイッチ8は、これから説明する制御信号により、適切な復調出力を選択して、出力端子9に導出する。

【0041】デジタル変調波復調器200には、デジタル変調波判定回路300が接続されている。このデジタル変調波判定回路300は、デジタル変調波復調器200における信号が正常なものであるかどうかを判定し、正常なものであれば、現在入力している信号はデジタル変調波であるものと判定し、スイッチ7をオフし、スイッチ8をデジタル復号化回路201の出力を選択するように制御する。現在受信している信号が、デジタル変調波でないものと判定した場合には、スイッチ7をオンし、スイッチ8を信号処理部の出力を選択するように制御する。

【0042】このように構成することにより、自動的に周波数制御ループを動作させたり、停止させたりすることができ、また、適切な復調器の出力を選択できるために、使い勝手が良い。次に、上記したデジタル変調波判定回路300について、4つの具体的実施例を説明することにする。

【0043】図2(A)に示すようにこのデジタル変調波判定回路300は、デジタル符号化された映像または音声データシーケンスの中に周期的(周期T)で他のデータと相関の小さい同期語が挿入されていることを前提としている。そしてこの同期語を検出したときが、入力

信号がデジタル変調波であると判定する。入力信号がデジタル変調波であれば、その復調出力に同期語が周期的に現れることになるからであり、現れないのであれば規定のデジタル変調波を受信していない、即ちアナログ変調波を受信しているものと判定して良い。

【0044】図2(B)はデジタル変調波判定回路300の具体例である。入力端子301には、デジタル変調波復調器200からの復調出力(データ識別回路からの出力)が導入される。この入力端子301の信号は、出力端子302を通してデジタル復号化回路201へ供給されると共に、同期語検出回路303に入力される。同期語検出回路303は、復調出力と基準パターン(同期語パターン)を比較し、復調出力に含まれる同期語の到来を検出する。これはパターン相関器等が用いられる。この検出出力は、雑音等により伝送ビット誤りがなければ正確に周期的に得られるが、一般にはある程度のビット誤りがあるので、この検出出力の周期性を確認してから最終的な判定を行っている。即ち、同期語が検出されると、同期語検出回路303は、検出パルスを出し、カウンタ304及び周期性判定回路305に供給する。カウンタ304は、同期語の周期的到来を予測し、予測したタイミングでゲートパルスが発生し、周期性判定回路305の判定を許容している。なおこの判定にはヒステリシス特性があるので周期性判定回路305の出力をフィードバックするようにしてある。

【0045】上記の例では、周期的に伝送される同期語を用いる例を説明したが、必ずしも周期的に伝送される必要はない。このような場合は、一定期間観測して同期語が一度も検出されないことなどを判定し実現することができる。

【0046】図3に示すデジタル変調波判定回路300の実施例は、デジタルデータ伝送における伝送路符号化、即ち誤り訂正符号化の性質を利用して、入力信号がデジタル変調波であるかどうかを判定する回路である。即ち、図3(A)のデジタル伝送における映像または音声等の情報データ(Dn)とブロック符号化における検査データ(Pn)を示している。デジタルデータ伝送においては、このように誤り訂正などを行うための検査データが付加されている。通常受信状態でも伝送誤り率は、訂正符号の訂正領域の範囲を大幅に越えることはない。そこで、復号化時に求められているブロック当たりの誤りビット数は、ほぼその伝送状態におけるビット誤りを表現していると見て良い。ここで、もし規定のデジタル変調波(規定の伝送路符号化が用いられている)が入力され、かつ通常受信状態であれば、このブロック当たりの誤りビット数は比較的少ない。しかしアナログ変調波が入力されている場合には、この伝送路復号化動作はまったく無意味であるから、検出されるブロック当たりのビット誤りは非常に大きなものとなる。従って、ビット誤りが少ないか、非常に多いかを判定すること

により、デジタル変調波が入力されているか、アナログ変調波が入力されているかを知ることができる。

【0047】図3(B)はビット誤り率を利用して入力信号がデジタル変調波か否かを判定する具体的回路例である。入力端子311にはデータ識別回路からの復調出力が供給される。この入力端子311の信号は、出力端子312に導出されると共に、シンドローム計算回路313に入力される。シンドローム計算回路313は、ブロック符号における誤りパターン(シンドローム)を求めるものであり、例えば2元符号の除算回路で構成される。この回路で求めたシンドロームから誤りビットの位置を検出することができ、すなわち誤り訂正が可能であるわけであるが、ここでは誤り数を検出するだけで充分である。従って、シンドロームは、エラー数判定回路314に入力されて、誤り数が検出される。エラー数判定回路314は、例えばシンドロームのビット数だけのアドレス入力を有し、かつ最大誤り数だけの出力ビット数を有するROM(読み出し専用メモリ)で実現されている。エラー数判定回路314の出力は、ある程度、実際の伝送誤りを許容するために大きな誤り数が連続して検出されたときのみ入力信号がデジタル変調波ではないものと判定するように、連続性検出回路315に入力される。そして誤り数が大きい状態が連続した場合に、出力端子316からデジタル変調波受信中という識別フラグが得られるようになっている。連続性検出回路315は、例えば簡単なカウンタ回路で実現できる。なお上記の説明では、入力信号がブロック符号化されているとしたが、畳み込みのような非ブロック符号化された信号であっても同様に適用できる。

【0048】図4は、さらに別のデジタル変調波判定回路300の実施例であり、搬送波再生PLL回路のフープフィルタ出力を用いて、入力変調波がデジタル変調波であるかどうかを判定する回路である。

【0049】図4(A)の(a)図と(b)図に示すように、QAMによる変調波とVSB-AMによる変調波とは、そのスペクトルの形が異なる。一般にデジタル変調波の場合、スクランブルが施されているのでスペクトルは平坦になる。また搬送波周波数は帯域の中心に存在する((a)図)。(b)図は、NTSCコンポジット信号でVSB-AMによる変調波のスペクトルである。映像搬送波周波数は、中心から1.75MHzだけ周波数の低いところに位置している。故に、QAMとVSB-AMによる変調波では、搬送波の周波数が1.75MHz異なる。従って、検波出力の周波数誤差を見て、周波数誤差が大きい場合、つまりループフィルタの出力が大きい場合はVSB-AMによる変調波、ある程度以内QAMによる変調波であると判定するようにすれば良い。

【0050】図4(B)は判定回路の例である。入力端子321には、搬送波再生PLL回路のループフィルタ

出力が供給される。この信号は、出力端子322を介してPLL回路内のD/A変換器に入力されると共に、比較器323の一方の端子に入力される。比較器323は、入力信号Aと基準レベルBとを比較して、 $A > B$ であるかどうか、つまりループフィルタ出力が1.75MHz程度の搬送波ずれを示す信号であるかどうかを判定し、その識別フラグを出力端子324に出力するようになっている。

【0051】図5はさらにまた別のデジタル変調波判定回路300の実施例である。この変調波判定回路300は、変調波ベクトルがQAMとVSB-AMの変調波とで異なることを利用している。図5(A)の(a)図と(b)図はQAMとVSB-AMによる変調波の典型的な変調波ベクトルを示している。(a)図は16QAMの変調波のシンボル位相であり、16個のベクトルが存在する。(b)図はVSB-AMによる変調波であり、両側波とも伝送される映像低域成分のベクトルVと、片側波伝送される高域成分(例えば色副搬送波成分)Cの合成ベクトル、つまり変調波ベクトル(V+C)を示している。なお2つの変調波の搬送波周波数は異なるのでそれぞれの搬送波周波数でベクトルの回転を0としてある。この図からわかるように、QAMはすべての位相象限に変調波のベクトルが存在しているのに対して、VSB-AMでは第1象限、第4象限にのみ変調波ベクトルが存在する。従って、一定時間変調波ベクトルの存在を調べて、第1象限、第4象限にのみ変調波ベクトルが存在する場合にはVSB-AMの変調波を受信していると判定しても良い。

【0052】図5(B)は、この判定回路の具体例を示している。デジタル変調波復調器には、同相検波部と直交検波部が備えられ、同相検波出力Qと直交検波出力Iを得ることができる。この検波出力Q、Iはデータ識別回路に入力されて、位相検波データに変換されるようになっている。ここで判定回路では、例えば検波出力Iが利用されるもので、I信号がインバータ331を介して連続性検出回路332に入力される。

【0053】真理値表に示されるように、I信号は、QPAMの場合、ベクトルが第1、第4象限のときは“1”、第2、第3象限のときは“0”であるが、VAB-AMのときは、第2、第3象限にはベクトルは存在しない、つまり第2、第3象限が“1”になることは有り得ないことになる。故に、QPAMの場合は、I信号は、“0”と“1”のデータ入力として作用するが、VSB-AMの場合は、第2、第3象限にデータが連続して存在し、インバータ出力は常に“0”ということになる。そこで、連続性検出回路332は、マルチパス(ゴースト)等の影響で過変調になるのを想定して、“0”が連続する場合のみVSB-AMの変調波が入力しており、他の場合はQPAMの変調波が入力しているものとして識別フラグを出力端子333に出力するようにな

っている。連続性の判定回路は、カウンタにより実現可能である。

【0054】図6は、この発明を適用してQAMとVSB-AMの変調波のいずれを受信しても、信号処理モードが自動的に切り換わり、かつできるだけ共用回路を多くして低価格を図った受信装置である。図1に示した回路構成に共通する部分には、同一符号を付している。

【0055】入力としては規定のアナログ変調波またはデジタル変調波である。この入力変調波は、入力端子1、RF増幅器2を介してチューナ3に入力され、局部発振器4の発振出力と混合されて中間周波(IF)信号に変換される。この実施例では、局発に周波数制御ループを接続する必要はなく、この理由については後述する。このIF信号は、AGC増幅器5を介して、直交検波部401及び同相検波部402に入力される。同相検波部402には、局部発振器403からの局部発振出力が直接供給され、直交検波部401には、局部発振出力が90°移相器410を介して供給されている。直交検波部401、同相検波部402の出力であるQ、I信号は、それぞれアナログデジタル(A/D)変換器404、405にてデジタル信号に変換され、複素フィルタ407に入力される。なおアナログ変調波の入力信号に対しては、信号帯域の2倍以上の任意の周波数のサンプリングクロックでデジタル変換すればよく、デジタル変調波の入力信号に対してはシンボルの中心タイミングとなるサンプリングクロックでデジタル変換すればよい。このために、A/D変換器404、405にクロックを与えるクロック再生回路406に対しては、入力信号がアナログ変調波かデジタル変調波かを判別した識別フラグが供給されている。この識別フラグは、先にも説明したデジタル変調波判定回路300から得られている。

【0056】Q、I信号は、ベースバンドに極めて近い信号になっておりデジタル化され、複素フィルタ407でスペクトル整形される。16QAMのようなデジタル変調波にはルート配分されたロールオフ特性が用いられ、VSB-AMのようなアナログ変調波にはナイキストフィルタが用いられる。

【0057】図7には、同図(A)にQAM波に対するスペクトル整形特性を示し、同図(B)にはVSB-AM波に対するスペクトル整形特性を示している。ここでQAM波に対するスペクトル整形について考えると、QAM波は正負周波数で対象であるから、実際には複素フィルタを用いる必要はなく、複素信号I、Qの各々に対して同じ特性のデジタルLPFを用いれば充分であるが、複素フィルタの係数を適当に与えることによっても希望の特性を実現できる。ところが、VSB-AM波の場合は、同図(B)からも分かるようにスペクトル整形特性は正負周波数が非対称であるために、負の周波数を虚数で現すことができる複素フィルタが必要である。こ

の実施例では、種類の異なる入力信号に対して共通に用いることができる回路を実現しようとしているので、各入力信号に適切なフィルタ特性を得るように、デジタル変調波判定回路300からの識別フラグにより係数を変更することで実現されている。なお、複素フィルタ407の入力は、完全に同期検波された信号ではないが、周波数離調に関しては除去されているので、フィルタ特性と信号の周波数ずれは存在しない。このフィルタの性能は、デジタル変調波入力の場合はビット誤り率、アナログ変調波入力の場合には波形歪みに直接影響するので、重要な位置を占めているが、複素フィルタ407はデジタル回路で構成されるので、従来のアナログ部品(コイル、トランス、コンデンサ等によるフィルタ及びSAWフィルタ)よりも高精度で実現できる。

【0058】次に、複素フィルタ407の出力は複素乗算器408に入力され、位相同期検波される。即ち、複素乗算器408の局発入力には、後述するPLL回路で再生された搬送波が入力されている。複素乗算器408の出力は、クロック再生回路406に入力すると共に、データ判定回路409に入力される。クロック再生回路406ではクロックとデータとのタイミング位相誤差が検出されて、これによりクロック再生用のPLL回路を制御している。

【0059】さらに複素乗算器408の出力は、アークタンジェント(\tan^{-1})回路411に入力されている。アークタンジェント回路411は、変調波の位相誤差を検出している。ここで、入力信号がデジタル変調波であった場合、変調シンボル毎の入力変調波位相と局発の位相誤差、入力信号がアナログ変調波であった場合、入力搬送波成分(線スペクトル)と局発の位相誤差を求める。この位相誤差信号は、ループ制御回路412を経てループフィルタ413に入力されて平滑された後、数値制御発振器(NCO)414の周波数制御入力端子に供給される。NCO414はいわゆる鋸波を発生し、この出力はサイン特性を有したサイン変換回路415とコサイン特性を有したコサイン変換回路416に入力される。サイン変換回路414、コサイン変換回路415の局発出力は、複素正弦波信号、複素余弦波信号として複素乗算器408に供給されている。このループが搬送波再生PLLである。

【0060】一方、アークタンジェント回路411の出力は、ループ制御回路412で分岐されて周波数誤差(Δf)検出回路417にも入力される。 Δf 検出回路417は、単位時間当りの位相変化を検出することにより、周波数離調分を検出する。この出力は、第2のループフィルタ418で平滑された後、D/A変換器419でアナログ制御信号となり、局部発振器403の周波数制御端子に供給される。このループがAFCループである。

【0061】ループ制御回路412は、PLLとAFC

ループを時間的に切り換えて動作差せるための回路であり、受信動作開始時はPLLを停止状態にしてAFCループのみを動作させて、周波数誤差を除去し、この周波数誤差が充分小さくなったと判定された場合にはAFCループへの信号出力を停止して、搬送波再生PLLにみ誤差信号を供給するものである。この結果、PLLが動作状態となるとときには、すでに周波数離調は除去されており、容易にかつ高速に位相同期を達成することができる。また、搬送波再生PLL内部には大きな遅延要素である複素フィルタ407が含まれておらず、これにより搬送波再生特性（特に位相ジッタ）が劣化することもない。

【0062】上記したように、この実施例においてはI F信号に周波数離調が存在しても復調器側でこれを除去するために、従来のアナログ変調の選局のようにその局発に周波数制御を用いる必要はなくこの部分が簡素化かつ高性能化される。

【0063】複素乗算器409の出力は、データ判定回路409及び信号処理部101に入力されている。データ判定回路409は、デジタル変調におけるシンボル復号化回路であり、I及びQ信号からデジタル変調波のデータを判定し、これをデジタル復号化回路201、デジタル変調波判定回路300に供給している。デジタル復号化回路201では、高能率符号化された映像信号等が複合化される。

【0064】アナログ変調波（VSB-AM波）が入力している場合は、I信号（I軸側）として同期検波出力が得られている。これは、図5（A）にて説明したベクトルから明らかである。従って、I信号を信号処理部101に導き直流再生等の信号処理を行えば良い。信号処理部101、デジタル復号化回路201の出力は、スイッチ8に導かれ、このスイッチ8により適切な復調出力が選択されることは、図1で説明した通りである。

【0065】以上説明したように、この実施例によると単に2つの変調方式の復調回路を共有するのではなく、共通の回路で2つの復調機能を同時に実現できる。またA/D変換器以降はすべてデジタル化が容易であるので、回路の性能の安定化、高精度化及び集積回路化に適している。言い替えれば装置の高性能化及び回路部品の削減、無調整化による装置の低廉価を得ることができる。

【0066】図8は、この発明のさらに他の実施例である。図6の実施例と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。先の実施例と異なる部分は、A/D変換器404、405と複素フィルタ407との間に、複素乗算器421が設けられている点である。そして、AFCループを形成する Δf 検出回路417の出力がループフィルタ418を介して数値制御発振器（NCO）422の周波数制御端子に入力され、このNCO422の出力が、サイン変換回路423、コサイン変換回路424で

複素信号に変換されて複素乗算器421に供給されている点である。この実施例の場合、直交検波部と同相検波部に用いられる局部発振器403にはAFCループが作用していない。この実施例では、複素乗算器421等により構成されるAFCループが周波数離調を除去するための周波数変換回路として機能している。

【0067】先の実施例では、周波数離調を除去するために、局部発振器404の周波数を制御したが、この局発回路は比較的高い周波数を発生する回路であるため、可変容量ダイオード等を用いたアナログ回路で構成される。このような回路は一般的にその周波数可変範囲を大きくすると発振出力の周波数安定度が劣化する。そこでこの実施例では、アナログの局発は固定の発振出力を得るようにして安定化させ、代わりにデジタル回路で安定した局発回路を実現したものである。

【0068】上記したように、この実施例によるとさらにデジタル化を進めており、回路の性能の安定化、高精度化及び集積回路化をさらに進めやすくし、装置の高性能化、低廉価を得られるものである。

【0069】以上説明したように上記した実施例によると、アナログ変調方式とデジタル変調方式の変調波が混在するような放送、伝送システムの受信装置において、どちらの変調方式の信号が受信されても、その種類を自動的に判定でき、自動的に適切なモードに切り替わるために使い勝手が優れている。また、アナログ変調とデジタル変調の共用受信装置において、回路的に共通な復調器を実現しており、大幅な装置の低廉価が得られ、産業上有用である。

【0070】上記の実施例は、デジタル変調波としてQAM波、アナログ変調波としてVSB-AM波を考えたものである。しかし、これに限らず、アナログ波としてFM波、デジタル変調波としてQPSKによる変調波も伝送され、両者が混在する場合がある。

【0071】図9はこのような信号が混在する場合に、双方を判別し、自動的に適切な信号処理モードに切り換えることができる実施例を示している。またこの実施例はできるだけ共用回路部を多くして装置の低廉価を図っている。

【0072】入力端子501に入力されたQPSK波あるいはFM波は、AGC増幅器502で利得制御されて広帯域BPF503に入力される。AGC増幅器502の制御端子には、振幅検出回路518からの利得制御信号が供給されている。広帯域BPF503で雑音が除去された信号は、直交検波部504及び同相検波部505に入力される。直交検波部504には、局部発振器506からの局発が90°移相器507を介して与えられ、同相検波部505には局部発振器506からの局発が直接与えられている。検波部504、505の各出力は、低域通過フィルタ（LPF）508、509に入力され高域成分を除去された後、A/D変換器511、512

にそれぞれ供給され、デジタル化される。

【0073】デジタル化された各信号は、さらに周波数変換を実現する複素乗算器513に入力される。この複素乗算器513には、周波数変換キャリアとして、後述するAFCループからの局発が供給されている。複素乗算器513から得られた各出力は、同一の周波数伝達特性を有するデジタル低域通過フィルタ（デジタルLPF）514、515にそれぞれ入力される。

【0074】これらデジタルLPF514、515には後述するQPSK/FM切り換え信号も与えられており、入力変調波がFM波の場合は高域成分除去用のLPFとして動作するようになっている。入力変調波がQPSK変調波の場合は、デジタルデータ伝送における符号間干渉防止に要求される伝達特性を形成するフィルタとして機能するようになっている。この場合のフィルタは、一般に送信側のフィルタ特性と組み合わせられたとき、いわゆるロールオフ特性が得られるように設計されている。故に、デジタルLPF514、515の出力において、各検波出力はアイ開口率が充分大きくなるようにスペクトル整形される。

【0075】デジタルLPF514、515の各出力は、クロック再生回路516に供給される。クロック再生回路516は、A/D変換器511、512に用いるサンプリングクロックを再生しており、後述するQPSK/FM切り換え信号により、入力変調波に応じてQPSK変調波用のクロックとFM波用のクロックとを再生できるようになっている。入力信号がQPSK変調波の場合は、信号中のシンボルタイミング成分が抽出されてシンボル中央のタイミングのクロックをA/D変換器511、512に与えている。またFM波の場合は、入力信号帯域の2倍以上の周波数のクロックをA/D変換器511、512に与えている。

【0076】デジタルLPF514、515の出力は、複素乗算器517に入力される。複素乗算器517は、中間周波数帯における周波数変換器、即ちミキサと全く同じ動作をベースバンド帯で実現できる。複素乗算器を用いているのは、複素数を用いなくて実数形式での乗算では検波動作を得ることはできても、負の周波数成分表現できないので一般的な周波数変換器とはならないからである。複素乗算器を用いると負の周波数成分を虚数として扱えるからである。複素乗算器517の出力は、振幅検出回路518に入力され、振幅が検出される。この振幅情報は、先のAGC増幅器502の利得制御情報として用いられる。また複素乗算器517の出力は、位相検波器519に入力される。位相検波器519では、その入力とQPSKシンボルとの位相差が検出される。位相検波器519の出力（位相差情報）は、デジタルデータ検出回路521に入力される。デジタルデータ検出回路521では、IF信号がQPSK変調波の場合、位相差情報と後述の同期語検出回路522からの位相補正信

号を用いてQPSKデータを判定し、つまり復調してその復調データをQPSK復調データ出力端子523に出力する。さらに復調データは、同期語検出回路522に入力されている。同期語検出回路522は、復調データに含まれる同期語を検出し、位相補正信号をデジタルデータ検出回路521に与える。

【0077】図10は、デジタル符号化された映像または音声データシーケンス中に周期的（周期T）に同期語（他のデータと相関の小さいデータ）が挿入されている様子を示している。この同期語が同期語検出回路522で検出された場合、QPSK波が受信されていることであり、そのQPSK変調波受信機であることを示す識別フラッグが出力端子524より出力される。同期語が検出されなかった場合、FM波受信機であることを示す識別フラッグが出力端子524より出力される。この識別フラッグにより、先のデジタルLPF514、515の特性が受信している変調波に適した特性に切り換えられ、またクロック再生回路516のクロック周波数も切り換えられる。さらにまた後述するPLL回路の動作も切り換えられる。

【0078】位相検波器519の出力（位相差情報）は、キャリア再生のためにPLLループフィルタ541に入力される。このループフィルタ541の出力は、スイッチ542を介して数値制御発振器（NCO）543の周波数制御端子に入力される。スイッチ542は、QPSK変調波の受信機中はオンとなり、FM波受信機中はオフとなるように制御される。数値制御発振器543は、オーバーフローを禁止しない累積加算回路であり、周波数制御端子に入力される信号に応じてそのダイナミックレンジまでの加算動作を行うため発振状態となりその発振周波数は制御信号の値で変化する。即ち、アナログ回路における電圧制御発振器（VCO）とまったく同じように動作する。一般のVCOと異なる点は、発振周波数が非常に安定していることであり、いわゆる水晶を用いたVCO（VCXO）以上の安定性とVCXOでは実現できない広い周波数可変範囲を有する特徴がある。この数値制御発振器543の出力は、データ変換特性がサイン特性、コサイン特性を有するサイン変換回路544、コサイン変換回路545に入力される。そしてこのサイン変換回路544、コサイン変換回路545の出力が、複素乗算器517に供給されている。この一巡のループは、完全デジタル構成の位相ロックループである。PLLループフィルタ541に、完全積分系を有する回路が含まれていれば、PLLの周波数引き込み範囲は原理的に無限大でありPLLとして理想的な動作が実現できる。ここでPLLループフィルタ541は、ループ制御回路560からの出力（AFC/PLL切り換え信号）によりオン、オフ制御されるようになっている。ループ制御回路560は、上記PLLの動作と後述するAFCループの動作の切り換え制御を行うことができる。

【0079】次に、AFCループについて説明する。位相検波器519の出力（位相差情報）は周波数検波器531に輸入されている。周波数検波器531は、単位時間当りの位相変化を検出することにより周波数成分（FM復調信号）を検出する。この周波数成分は、AFCループフィルタ551に輸入されると共にディエンファシス回路532に輸入される。AFCループフィルタ551の出力は、ホールド回路552を経て数値制御発振器（NCO）553の周波数制御端子に輸入される。数値制御発振器553の出力は、データ変換特性がサイン特性、コサイン特性であるサイン変換回路554、コサイン変換回路555に輸入される。このサイン変換回路554、コサイン変換回路555の出力が、複素乗算器513に供給されている。先のホールド回路552は、ループ制御回路560からのAFC／PLL切り換え信号により制御されるもので、AFCループが選択されているときは、AFCループフィルタ551の出力をスルーとし、PLLループが選択されたときにAFCループフィルタ551から供給されている信号を保持するようになっている。ループ制御回路560は、例えばチャンネル選択時からある時間はAFCループを選択し、その後PLLを選択するようになっている。

【0080】周波数検波器531の出力（周波数成分）は、ディエンファシス回路532に輸入される。ディエンファシス回路532は、送信側で行ったプリエンファシスと逆と特性を持ち、高域成分を減衰させ、元の平坦な周波数特性の信号に復元する回路である。ディエンファシス回路532の出力は、クランプ回路533と同期分離回路537に輸入される。同期分離回路537は、入力信号から同期信号を分離し、その同期信号に基づいてクランプ回路533にクランプパルスを与える。これによりクランプ回路533では直流再生が行われ、直流再生されたFM復調信号は、D/A変換器534でアナログ信号に変換された後、LPF535を介してFM復調信号出力端子536へ導出される。

【0081】上記した実施例によると、衛星伝送または衛星放送においてFM波とQPSK変調波が混在するような場合にどちらの変調方式の信号でも復調することができる。またFM波とQPSK変調波のどちらが受信されているかを自動的に判定し、システムをその変調波を復調するのに適した動作状態に切り換えることができる。

【0082】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、

地上TV放送またはケーブル伝送において、アナログ変調とデジタル変調が混在する場合にも、両方の信号を自動的に判定して受信することができ使い勝手が良く、かつ低廉価を得ることができる。

【0083】またこの発明は、衛星伝送または衛星放送において、FM波とQPSK波が混在する場合にも、両方の信号を自動的に判定して受信することができ、しかも使い勝手が良く、かつ低廉価を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の一実施例を示すブロック図。

【図2】この発明に係わる伝送信号のフォーマットの例を示す図とデジタル変調判別回路の具体例を示す図。

【図3】この発明に係わる伝送信号のフォーマットの他の例を示す図とデジタル変調判別回路の他の具体例を示す図。

【図4】この発明に係わる伝送信号のスペクトルの例を示す図とデジタル変調判別回路のさらに他の具体例を示す図。

【図5】この発明に係わる伝送信号の変調方式のベクトル位相を示す図とデジタル変調判別回路のさらにまた他の具体例を示す図。

【図6】この発明を用いた受信装置の一例を示すブロック図。

【図7】この発明に係わる伝送信号のスペクトル整形特性を示す説明図。

【図8】この発明を用いた受信装置の他の例を示すブロック図。

【図9】この発明を用いた受信装置のさらに他の例を示すブロック図。

【図10】この発明に係わる伝送信号のフォーマットの他の例を示す図。

【図11】VSB-AM波受信機の構成例を示す図。

【図12】多値QAM復調器の構成例を示す図。

【図13】この発明の前提となる多方式対応の受信装置の例を示す図。

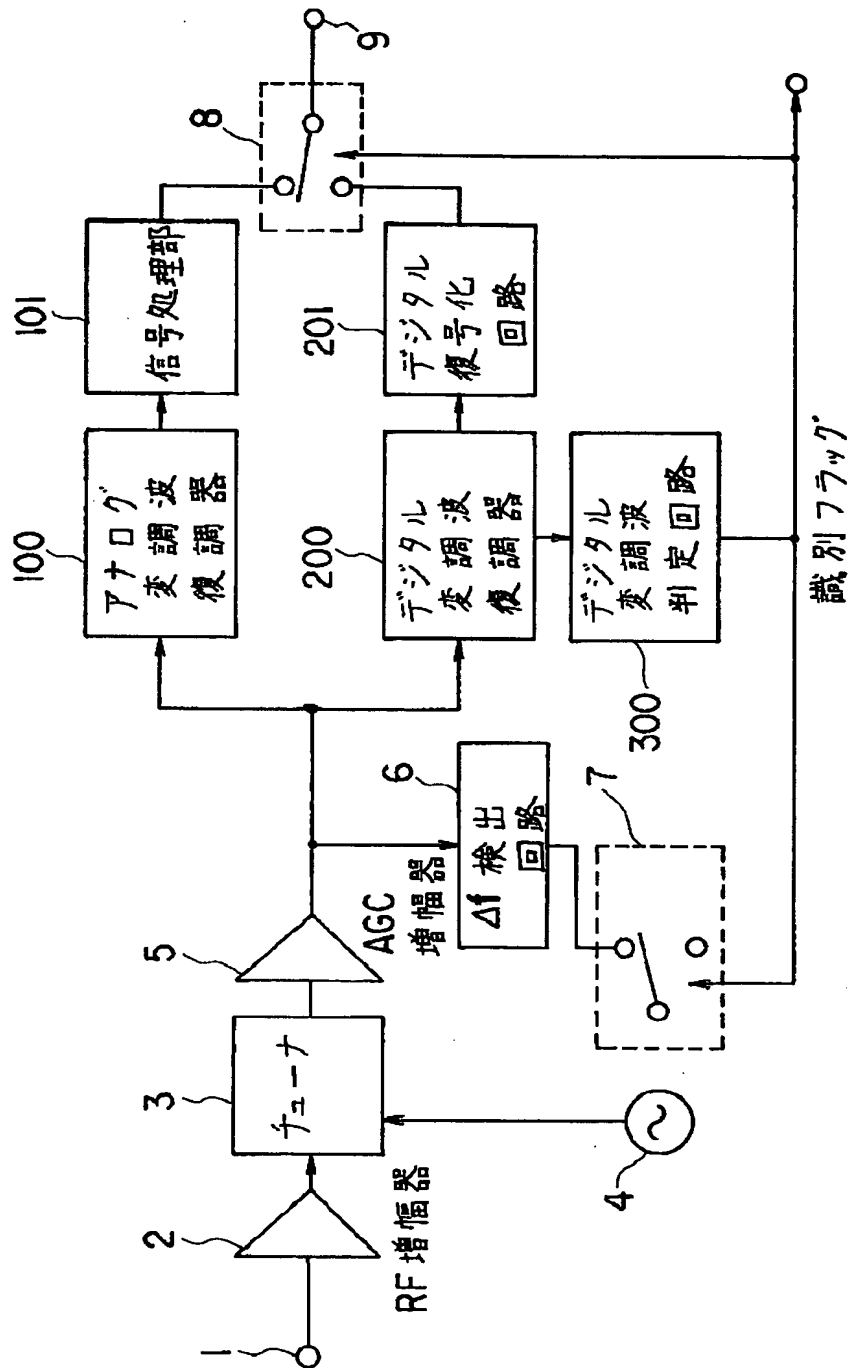
【図14】FM復調器の例を示す図。

【図15】QPSK復調器の例を示す図。

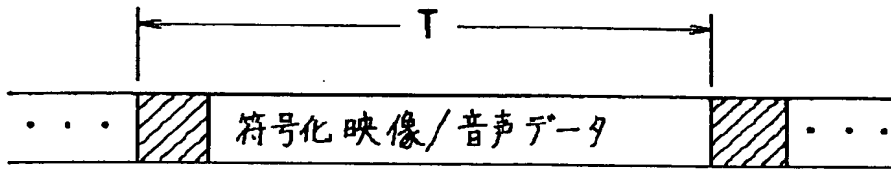
【符号の説明】

2…RF増幅器、3…チューナ、4…局部発振器、5…AGC増幅器、6…周波数誤差検出回路、7、8…スイッチ、100…アナログ変調波復調器、200…デジタル変調波復調器、101…信号処理部、201…デジタル復号化回路、300…デジタル変調波判定回路。

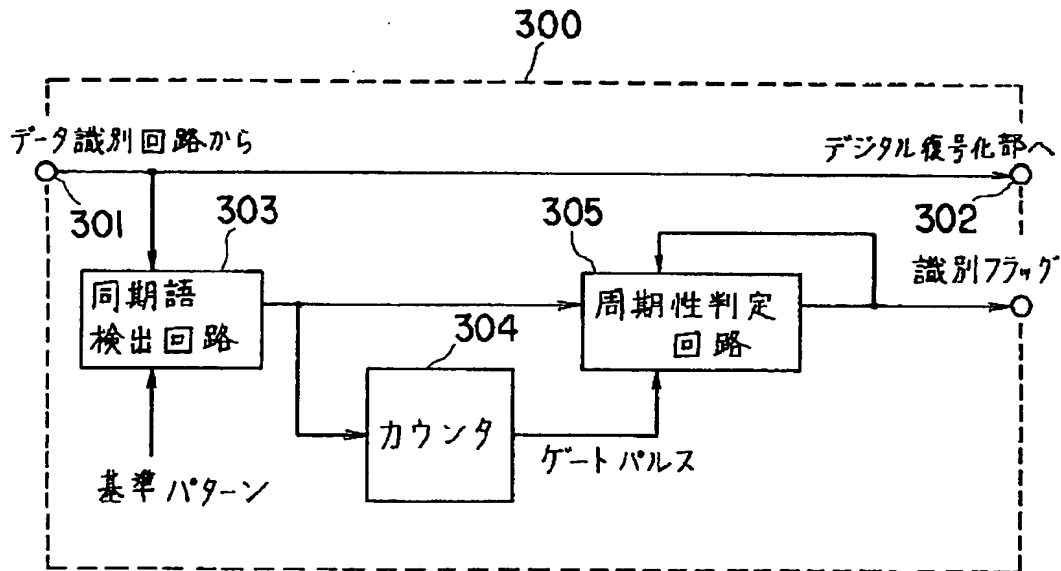
【図1】



【図 2】

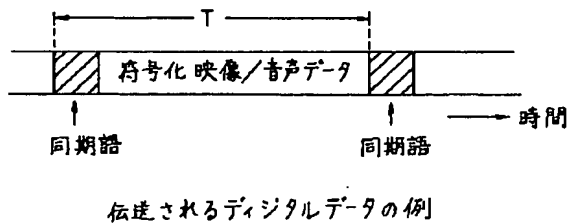


(A) 伝送されるデジタルデータの例

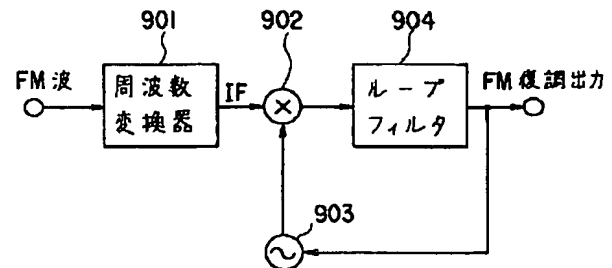


(B) デジタル変調波判別回路

【図 10】

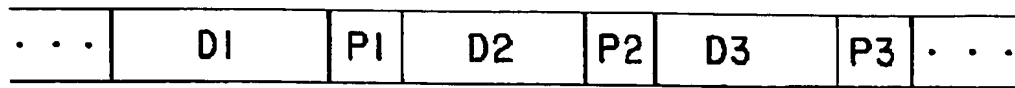


【図 14】



FM復調器

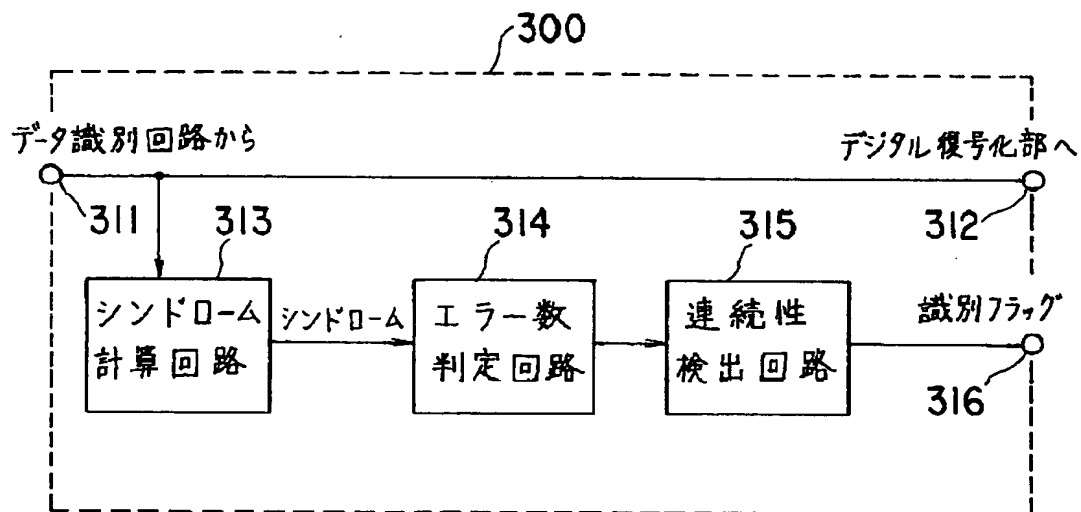
【図3】



D_n : 符号化映像／音声データ

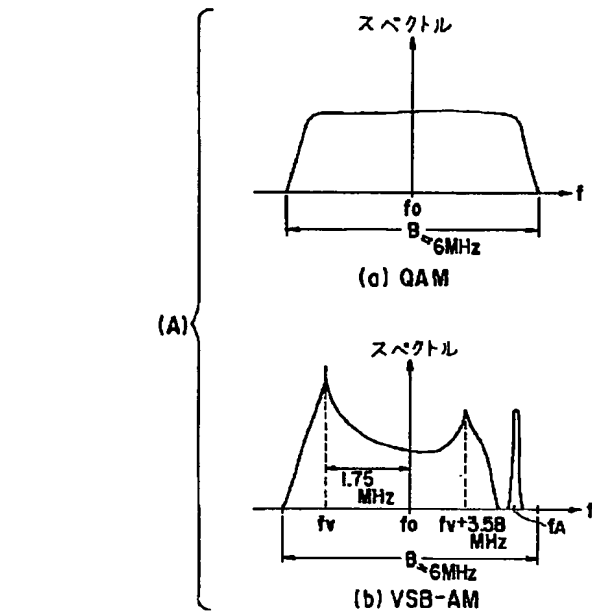
P_n : 伝送路符号化の検査データ

(A) ブロック符号を用いた伝送路符号化の例



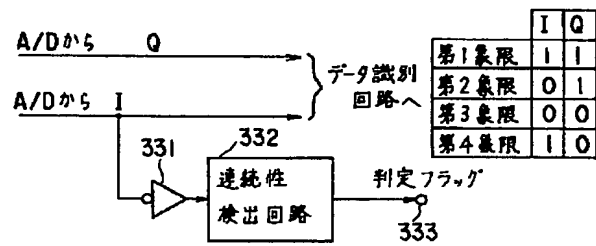
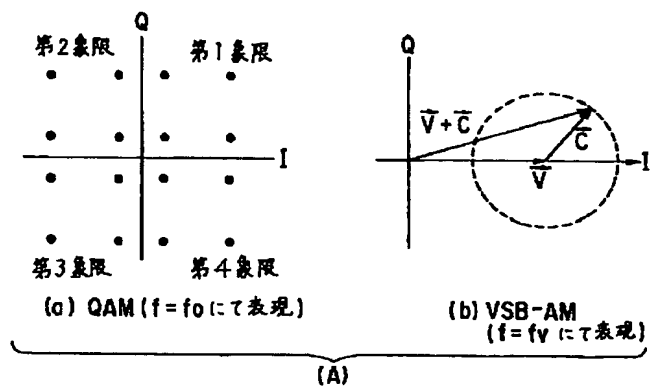
(B) 伝送符号誤りを利用した判別回路

【図4】



(B) 再生搬送波周波数ずれを利用した判別回路

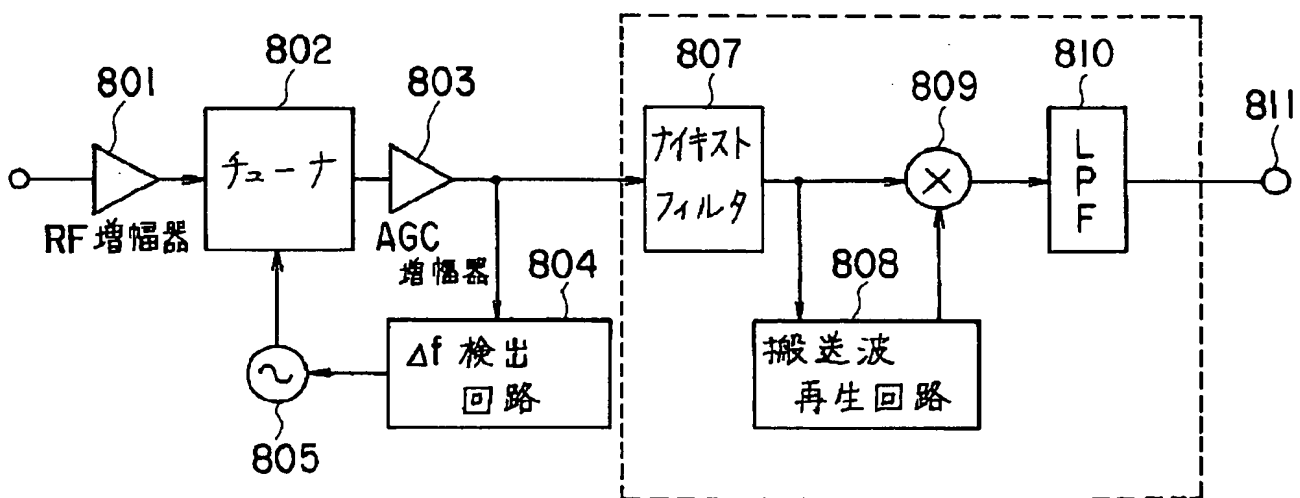
【図5】



変調波位相の相違を利用した判別回路

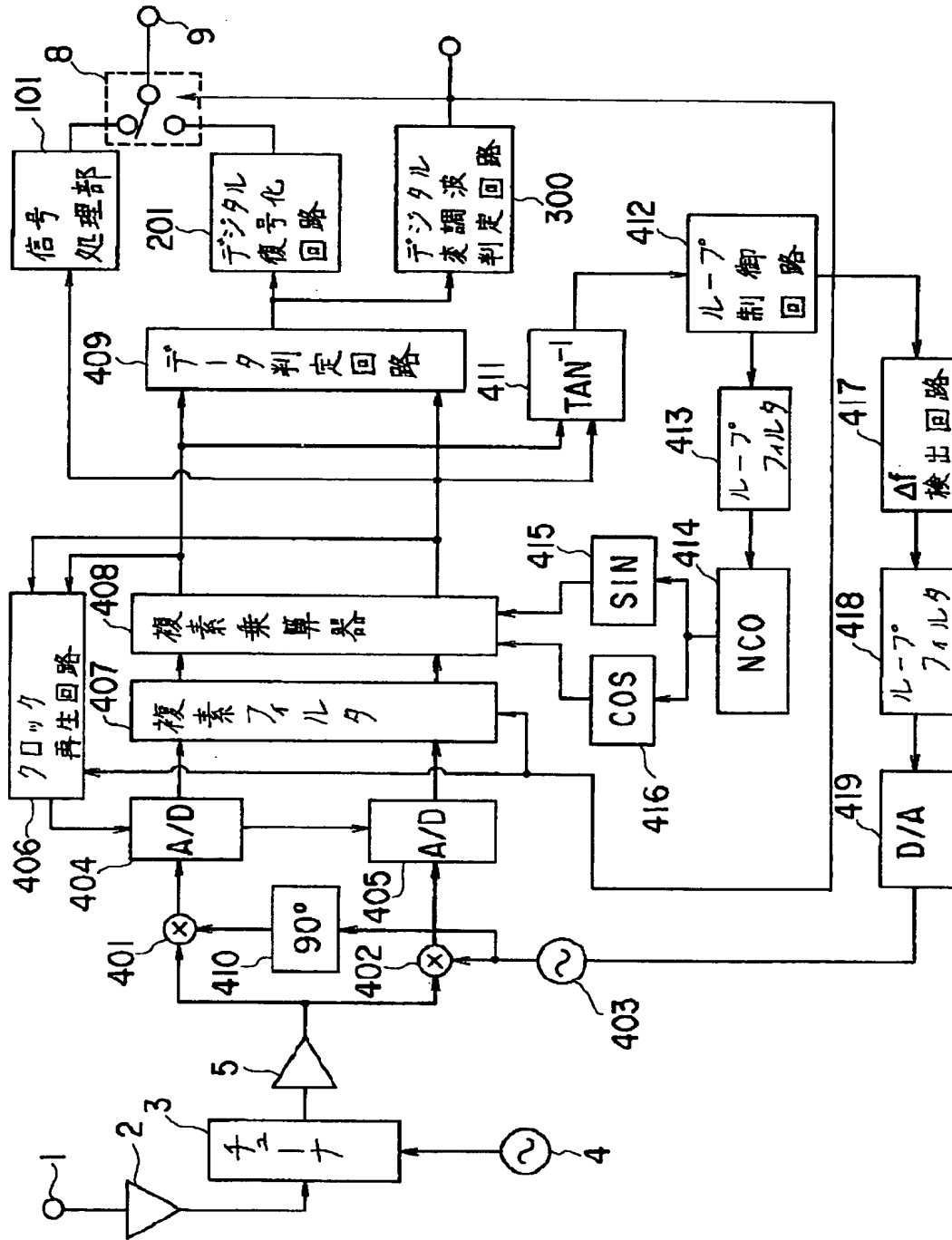
(B)

【図11】

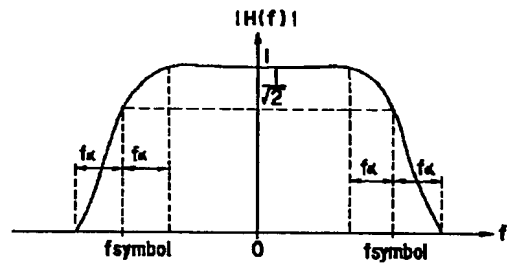


VSB-AM 波 受信機

【図6】

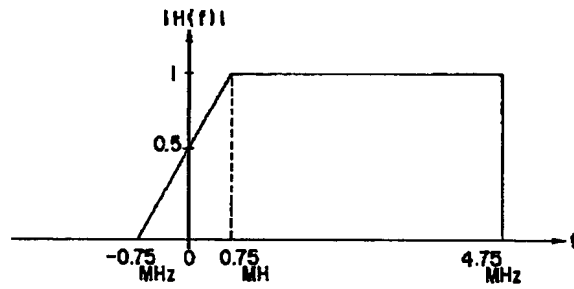


【図 7】



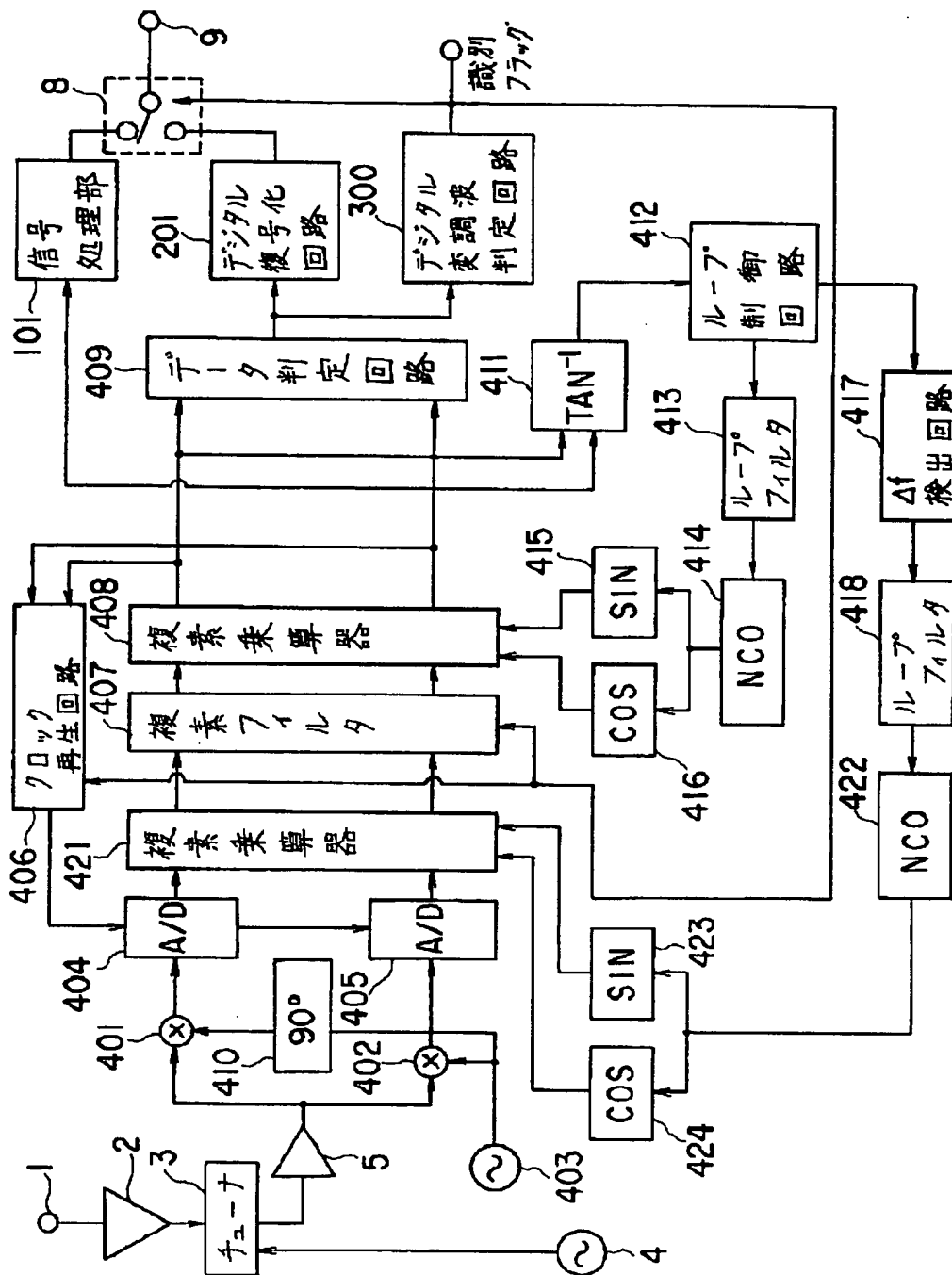
$$f_{\alpha} = \text{ロールオフ率} \times f_{\text{symbol}}$$

(A) QAM のスペクトル整形特性例



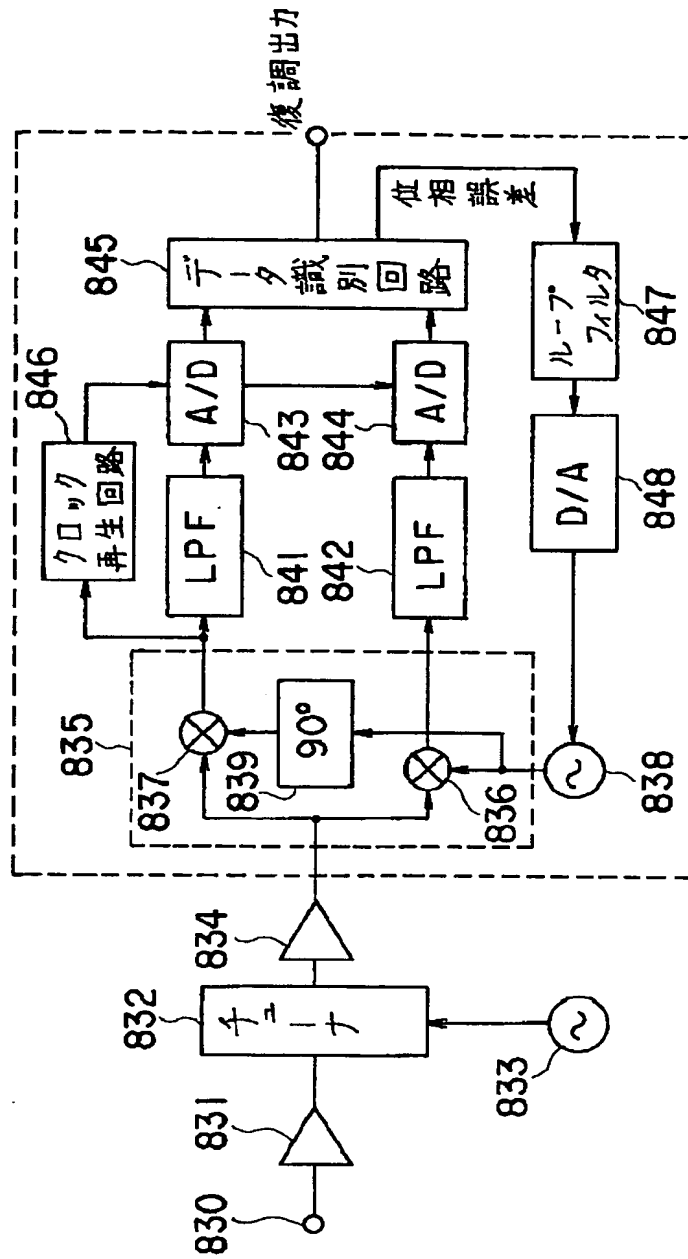
(B) VSB-AM のスペクトル整形例

【図8】



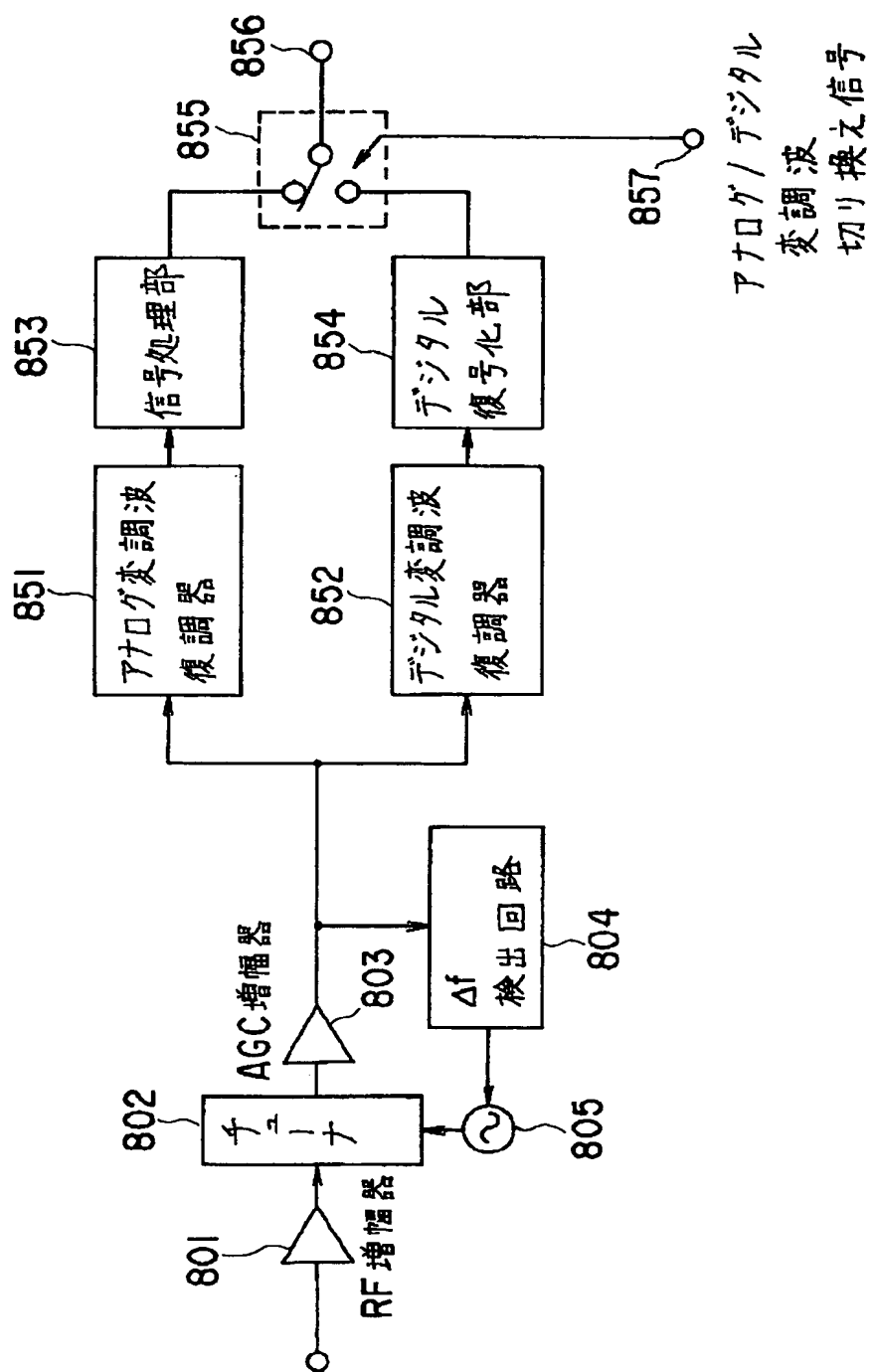
The diagram illustrates a QPSK/FM receiver system. The input signal (IF 501) is filtered by a BPF (502) and then processed by a PLL (503). The signal is then split into two paths, each passing through a mixer (504, 505), a filter (508, 509), and an ADC (510, 511). The resulting digital signals are processed by digital LPFs (512, 513), multipliers (514, 515), and a complex multiplier (516). The final output is a QPSK/FM signal (524) after a DAC (523) and a PLL (522). The diagram also includes a feedback loop for frequency control (536, 537) and a loop control circuit (560).

【図12】



多値QAM復調器

【図13】



【図15】

